SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N° 11

ANNO XII

15 GIUGNO

940 - XVIII

L. 2,50

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

ANNO XII NUMERO 11

15 GIUGNO 1940 - XVIII

Abbonamenti: Italia, Albania, Impero e Colonie, Annuo L. 45 — Semestr. L. 24
Per l'Estero, rispettivamente L. 80 e L. 45
Tel. 72-908 - C. P. E. 225-438 - Conto Corrente Postale 3/24227
Direzione e Amministrazione: Via Senato, 24 - Milano

CIRCUITO E. C. O.

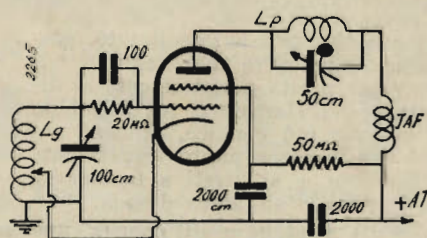
per onde ultra corte

R. P.

L'oscillatore del tipo E.C.O. (electron coupled oscillator), denominato dagli americani pure *screen grid oscillator*, rappresenta una pratica soluzione per fare oscillare facilmente una valvola sulle più alte frequenze senza incontrare spese eccessive.

Questo sistema è popolarissimo fra gli O.M. d'oltre Oceano perchè, oltre a fornire un elevato numero di armoniche di notevole intensità, emette un'onda d'una purezza e di una stabilità comparabili a quelle di un oscillatore munito di quarzo.

Le oscillazioni sono generate nel circuito della griglia principale ad una frequenza che viene determinata dalle caratteristiche induttive e capacitative di *Lg.* e *Csg.* Il circuito oscillante di placca *Lp* e *Csp* è accordato invece sulla prima — o sulla seconda — armonica che accompagna l'oscillazione principale prodotta dal circuito di griglia e sfrutta tale armonica amplificandola.

Mettiamo, per es., che si voglia trasmettere sulla lunghezza d'onda di 5 metri. A seconda se si vuole utilizzare la prima o la seconda armonica, il circuito di griglia verrà costruito per i 10 o per i 20 metri,

tenendo presente che, mentre la prima armonica offre un segnale più forte, la seconda fornisce un'onda molto più stabile, ma d'intensità minore.

Nella realizzazione di questo oscillatore si dovrà curare in particolar modo lo schermaggio dei componenti del circuito di griglia con quelli del circuito anodico, perchè si potrebbero generare accoppiamenti nocivi che potrebbero compromettere seriamente il buon funzionamento del complesso.

Particolarmente indicata come oscillatrice è la 6L6-G, ma possono usarsi anche le 59 e, con le modifiche del caso, le 46.

Crediamo inutile dover parlare dell'isolamento dei componenti attraversati dall'A.F. perchè riteniamo che il dilettante che si accinga a montaggi di questo genere non sia un novellino.

I valori ohmici e capacitativi sono indicati nello schema, quelli delle induttanze sono i seguenti:

Lg = 3 spire filo di rame nudo da 1 mm.; diametro della bobina 75 mm.; spaziatura fra le spire 1,5 mm.
Lp = 9 spire filo di rame nudo da 4 mm.; diametro della bobina 25 mm.; spaziatura fra le spire 2 mm.
JAF = 30 spire filo di rame nudo da 1 mm.; diametro della bobina 12 mm.; spaziatura fra le spire 1 mm.

Lp, *Lg* e l'impedenza di A.F. verranno montate in aria, su supporti di materiale ceramico o fermando le spire con striscettine di celluloide. Accoppiando ad *Lp* un'induttanza si può inviare l'onda prodotta da questo oscillatore ad un amplificatore di A.F. o addirittura ad un opportuno aereo.

*

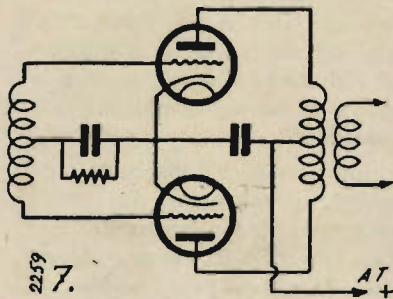
I CIRCUITI TRASMITTENTI

(cont. vedi num. precedente)

F. Gorreta

Oscillatori con valvole in opposizione

In certi casi volendo aumentare la potenza del trasmettitore si usa montare l'oscillatore con due valvole in opposizione. Questo sistema dà un buon rendimento ed un grande aumento di potenza; è soprattutto economico, dato che due valvole di piccola potenza possono essere usate al posto di una sola di maggiore potenza.

Il rendimento dell'apparato aumenta, poichè le capacità interelettrodiche delle valvole risultano connesse in serie ed è quindi possibile scendere sino alle più basse lunghezze d'onda e avere una maggiore stabilità.

Qualsiasi circuito sia Hrtley che Colpitt, oppure Ultraudion od altri possono essere montati con valvole in opposizione sebbene il circuito con griglia e placca accordata sia quello più usato poichè tale circuito con griglia e placca accordata sia quello più usato poichè tale circuito si presta perfettamente al funzionare con valvole in controfase.

La figura 7 illustra questo tipo di circuito il quale è facilmente realizzabile dal dilettante. Esso può funzionare con valvole tipo 45 americane o simili europee. Come abbiamo detto, il funzionamento è ottimo sotto tutti i rapporti e la messa a punto è grandemente facilitata nei confronti dei circuiti ad una sola valvola.

L'accordo del trasmettitore si fa in modo uguale a quello del tipo ad una sola valvola. L'eventuale differenza di lunghezza d'onda, ossia se il trasmettitore in perfetta sintonia è accordato su di una frequenza più alta o più bassa di quella voluta, si dovrà modificare l'induttanza di griglia L_2, togliendo od aggiungendo spire, lasciando però la presa a metà.

Anche l'accoppiamento di aereo è regolato come il circuito Hartley e presenta forse minori difficoltà di quest'ultimo per l'accordo esatto.

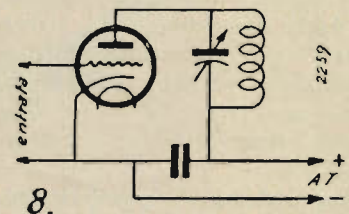
Passando in rivista i varii tipo di circuiti che abbiamo analizzato, possiamo concludere che ognuno di questi si presta perfettamente al dilettante: L'Hartley è senza dubbio il circuito più elastico, sebbene abbia una messa a punto leggermente difficoltosa, e si presti a funzionare su qualsiasi lunghezza d'onda.

Ha il vantaggio di coprire una vasta gamma d'onda senza dover intercambiare o commutare le induttanze.

Il circuito griglia-placca accordate è il migliore di tutti, però presenta l'inconveniente di dover intercambiare le induttanze volendo variare la lunghezza d'onda, oppure accordarle ambedue.

Il circuito con valvole controfase è ottimo sotto tutti i riguardi e può essere adottato per emettere segnali sulle più basse lunghezze d'onda. Il dilettante può scegliere quindi, fra questi circuiti senza imbarazzo, perchè tutti danno un ottimo risultato.

Trasmettitori ad eccitazione separata

Un circuito di trasmissione dicesi ad eccitazione separata quando esso ha una funzione puramente passiva, ossia non produce delle oscillazioni ma amplifica delle oscillazioni prodotte da un'altro circuito.

La figura 8 ci mostra lo schema di principio del circuito ad eccitazione separata. Possiamo notare in esso tre circuiti differenti: il primo filamento-griglia, che si chiude precisamente attraverso il filamento e la griglia quando è percorso da corrente elettronica; un secondo, filamento-placca, nel quale sono compresi i condensatori segnati sullo schema C e C_1 e la resistenza R; l'ultimo egualmente filamento-placca, nel quale è compreso, oltre allo spazio esistente nella valvola filamento-placca anche la batteria A. T. e l'induttanza L. Il circuito si chiude attraverso il positivo dell'A. T., l'induttanza L, la placca. il filamento ed il negativo dell'A. T. La differenza fra il penultimo e l'ultimo circuito, consiste in ciò: il primo può essere solamente attraversato da correnti alternative, mentre il secondo, essendo chiuso, può essere solamente percorso da corrente continua.

In funzione, i tre circuiti hanno il seguente lavoro: il terzo è percorso dalla sola corrente continua erogata dalla batteria anodica e gli altri due rimangono a riposo.

Se applichiamo ad un circuito di griglia una qualsiasi tensione alternata, avremo in questo circuito un passaggio di corrente ugualmen-

te alternata. Dato che i tre circuiti considerati, hanno in comune il tratto filamento-griglia, la corrente alternata applicata si sovrapporrà alla corrente continua di placca, creando una vera e propria corrente alternata in quest'ultimo circuito, ossia, la corrente continua, in dati istanti, avrà un massimo ed un minimo di intensità, riproducendo in modo esatto la forma della corrente alternata applicata al circuito filamento-griglia. Mentre la corrente continua può circolare nel circuito di placca chiuso attraverso il positivo dell'A.T., l'induttanza L, la placca il filamento ed il negativo della B.T., quella alternata percorrerà solo il circuito placca, filamento, condensatore C_1, resistenza R e condensatore C; tale circuito diverrà dunque un circuito oscillatorio.

La figura 9 ci dà l'idea di un trasmettitore ad eccitazione separata.

Questi trasmettitori possono essere divisi in due categorie: trasmettitori con oscillatore eccitatore a cristallo oppure con oscillatore ad autoeccitazione.

Nei circuiti a cristallo l'oscillazione è data da un cristallo di quarzo oscillante su di una determinata frequenza. L'oscillazione prodotta dal cristallo e dalla valvola oscillatrice eccitatrice viene applicata alla griglia di una valvola amplificatrice e quindi all'aereo.

La figura 9 come abbiamo detto, rappresenta uno di questi circuiti, anzi uno dei più semplici circuiti ad eccitazione separata.

Analizzandolo, possiamo notare l'oscillatore eccitatore V_1 la cui frequenza di oscillazione è determinata dal circuito oscillatorio L_2, C_2, e l'amplificatore di alta frequenza V_2 accordato esattamente sulla frequenza emessa dall'oscillatore. L'oscillatore in parola è composto dal circuito fondamentale Hartley stabilizzato.

In effetti la stabilizzazione è ottenuta dall'alta capacità del condensatore variabile C_2 rispetto all'induttanza L_2.

La valvola V_1, che può essere del tipo '10 americana, lavora a potenza ridotta. Si può notare nello schema la resistenza da 10.000 Ohm in serie alla placca, che serve a ridurre la tensione anodica. Con tale sistema si ottiene una buona stabilità. La valvola amplificatrice V_2 è uguale all'oscillatrice, con la differenza però, che lavora in piena potenza. Questo oscillatore di alta frequenza è neutralizzato con un sistema noto in ricezione. Infatti un amplificatore di alta frequenza la cui valvola amplificatrice è un triodo, non può funzionare, poichè la capacità interelettrodica avendo una certa entità, fa produrre delle oscillazioni proprie.

Neutralizzando questa capacità a

mezzo di un condensatore di piccolo valore, segnato sullo schema CN, e posto tra la griglia e il ritorno di placca dell'amplificatore, si annulla la capacità interelettrodica della valvola amplificatrice.

Volendo realizzare praticamente un trasmettitore ad eccitazione separata e per esempio quella della fig. 9, bisognerà eseguire il montaggio con delle precauzioni necessarie. E' indispensabile schermare elettricamente il circuito oscillatore da quello amplificatore. Questo schermaggio deve essere rigoroso, e può essere fatto mediante l'uso di una lastra di materiale non magnetico, posta fra il circuito oscillatore e quello amplificatore.

Se la valvola oscillatrice ha una certa potenza, si deve prevedere nello schermaggio il sistema di ventilazione per il raffreddamento della valvola stessa, e ciò per non produrre instabilità dovute alla deformazione degli elettrodi, deformazione che avviene in seguito a soverchio riscaldamento degli elettrodi stessi.

Il metodo più pratico per il montaggio di uno di questi apparecchi consiste nel collocare le due parti del circuito, oscillatore ed amplificatore, in due piani di una cassetta.

I collegamenti di tutto l'apparato ed in special modo della parte oscillatore devono essere perfettamente rigidi, poichè qualsiasi variazione meccanica produrrebbe una instabilità di frequenza.

La griglia della valvola amplificatrice di alta frequenza è collegata mediante un condensatore all'induttanza L_2 del circuito oscillatore.

Variando questa presa sull'induttanza si varia l'ampiezza della tensione oscillante. Il circuito oscillatorio L_2 C_2 come abbiamo detto, ha un alto rapporto. La capacità del condensatore C_2 è di circa 500 cm. L'induttanza è calcolata in modo da coprire la gamma di onda desiderata.

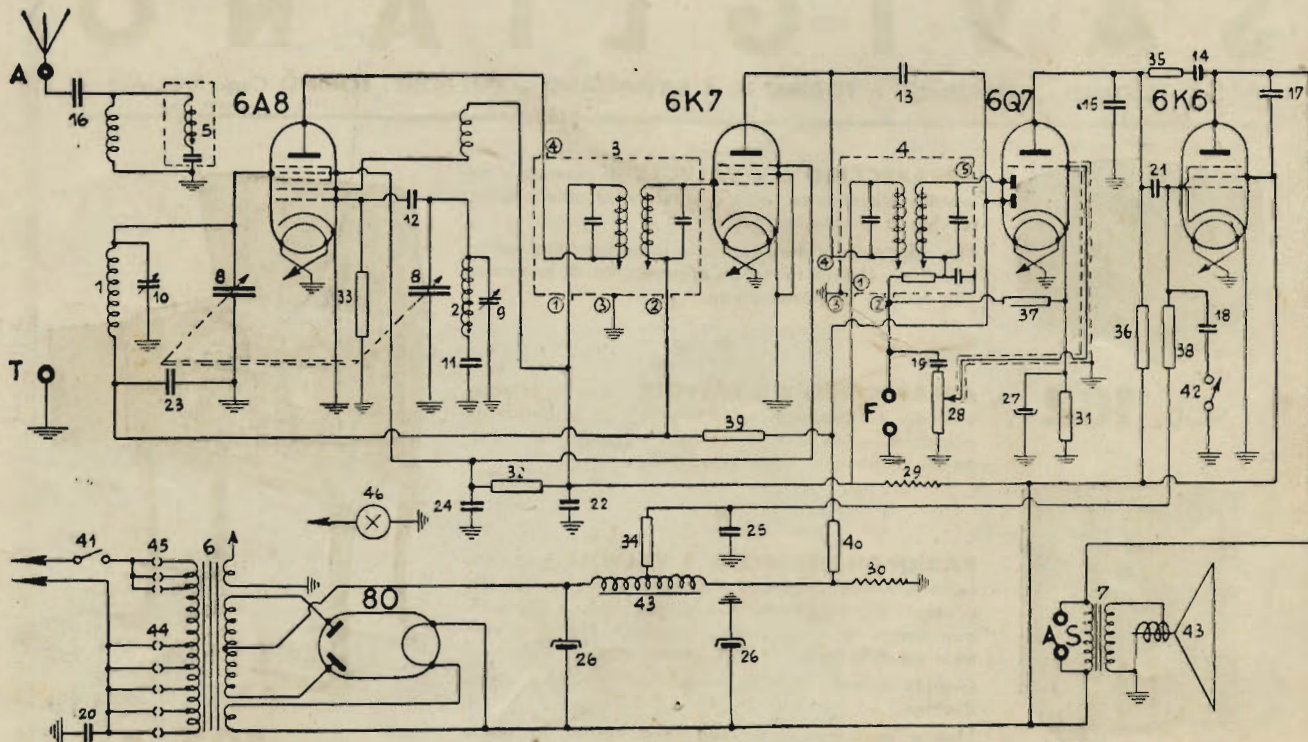
Virtualmente il circuito di griglia e quello di placca della valvola amplificatrice V_2 sono accordati sulla stessa frequenza. Ciò produce una oscillazione che viene neutralizzata a mezzo del neutro condensatore CN di 10 cm.

La messa in sintonia di questo apparecchio, ossia la regolazione della frequenza dell'oscillatore, con quella dell'amplificatore viene fatta su per giù come negli altri circuiti. Tale messa a punto va fatta con la valvola amplificatrice connessa ma non funzionante, ossia senza la tensione anodica applicata. La messa a punto dell'oscillatore consiste nel controllo del segnale emesso che può essere fatto con un apposito apparecchio, o con lo stesso ricevitore.

La neutralizzazione va effettuata non appena si ha il perfetto funzionamento dell'oscillatore. Si accoppierà un'induttanza di un paio di spire con in serie una lampadina, all'estremo della bobina di placca della valvola amplificatrice; la presa per l'alimentazione sull'induttanza L_1 va effettuata su 2/3 circa delle spire totali. La tensione anodica non rò in funzionamento l'oscillatore V_1 verrà connessa per V_2, si lascerà pee si regolerà il neutro condensatore CN ed il condensatore variabile C_3 sino ad ottenere la massima luminosità nella lampadina in serie alla bobina risuonatrice.

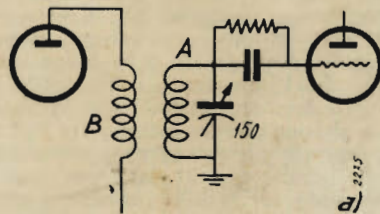
Regolando ora il neutro condensatore, si troverà un punto in cui la lampadina si spegne. Fatto ciò la parte amplificatrice dell'apparato è neutralizzata. *

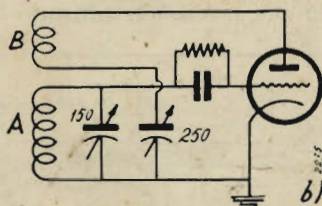
SCHEMI INDUSTRIALI PER RADIOMECCANICI

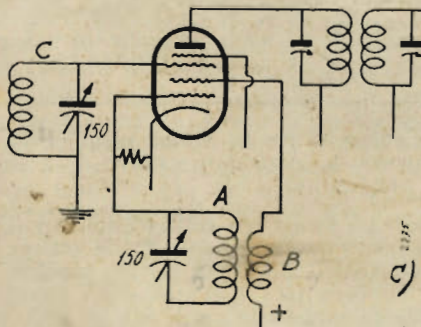
UNDA-RADIO – DOBBIACO

MONO - UNDA - Mod. 511

BOBINE PER ONDE CORTE

di F. D. L.

Trasformatore A F intervalvolare

LUNGHEZZA D'ONDA	10-20	20 - 40	40 - 80	80 - 160
A Numero spire	5	11	24	50
A Filo mm.	1	1	1	0,8
A Distanza tra le spire mm.	5,71	3,4	2,6	1,6
B Numero di spire	4	8	14	32
B Filo	0,4 seta	0,4 seta	0,4 seta	0,4 seta
B Distanza tra le spire	avvolte tra le spire di A.			
Diametro supporto	mm. 32 - 33			

Rivelatrice a reazione

LUNGHEZZA D'ONDA	10 - 20	20 - 40	40 - 80	80 - 160
A Numero spire	5	11	23	53
A Filo	8/10	8/10	8/10	6/10
A Distanza tra le spire mm.	4,8	3,2	2,4	1
B Numero spire	4	6	7	15
B Filo	0,4 seta	0,4 seta	0,4 seta	0,4 seta
B Distanza tra le spire	nessuna			
Distanza avvolgtmento A-B	3 mm.	4,8	1.6	1,6
Diametro supporto	mm. 32 - 33			

Trasf. aereo e oscillatore per supereterodina

LUNGHEZZA D'ONDA	10 - 20	20 - 40	40 - 80	80 - 160
A Numero spire	5	13	18	36
A Filo mm.	1,2	1,2	0,8	0,4
A Distanza tra le spire	3,6	2,8	1,6	0,75
B Numero spire	5	8	11	22
B Filo mm.	0,3 seta	0,3 seta	0,3 seta	0,3 seta
B Distanza tra le spire	nessuna			
C Numero spire	4	10	14	53
C Filo mm.	1,2	1,2	0,8	0,4
C Distanza tra le spire	3,6	2,2	1,6	0,5
Distanza avvolg. A e B	4,8	3,2	4,8	4,8
Diametro supporto	mm. 32 - 33			

ALTOPARLANTI ELETTRODINAMICI

dai paragrafi aggiunti alla II^a^ edizione del volume:

RADIOTECNICA - Prof. Ing. G. Dilda (*)

Essi sono attuati in maniera del tutto simile ai microfoni a bobina mobile il cui principio di funzionamento è evidentemente reversibile. Infatti se i conduttori della bobina mobile sono percorsi da una corrente di valore istantaneo i essa è complessivamente sollecitata da una forza istantanea $f = B\,\pi\,d\,n\,.\,i$, ove essendo d il diametro ed n il numero delle spire della bobina mobile $\pi\ d\ n$ è la lunghezza complessiva del conduttore.

Le differenze costruttive esistenti fra microfono e altoparlante elettrodinamici sono dovute unicamente alle diverse funzioni dei due trasduttori. In primo luogo occorre ricordare quanto è stato detto al paragrafo 148 e cioè che, essendo molto diverse le potenze in gioco sulla membrana nei due casi, il dimensionamento delle varie parti deve essere proporzionato a tali potenze.

In particolare la membrana degli altoparlanti è generalmente assai più grande e in tal caso costituita per lo più da un cono di cartoncino o meglio di un adatto impasto di cellulosa. La forma a cono conferisce alla membrana una notevole rigidezza onde ottenere che le vibrazioni di ciascun elemento della membrana risultino, per quanto possibile, in fase fra loro. Come è illustrato dalla fig. 182 tale membrana, che in realtà per gli altoparlanti a bobina mobile ha forma di tronco di cono, è incollata per la sua base minore alla bobina mobile. Tutto questo sistema vibrante è fissato all'incastellatura sia mediante un centratore, anch'esso incollato lungo il contorno della base minore della membrana, sia lungo il bordo esterno del cono che generalmente, per permettere gli spostamenti assiali, è ondulato (v. fig. 182). Allorquando la membrana viene verniciata, particolarmente verso il centro, sia per ridurre al minimo l'igroscopicità che potrebbe portare a pericolose deformazioni, sia per aumentare la rigidezza, si evita invece di verniciare tale bordo esterno appunto per ottenere una sospensione più floscia e più smorzata. Qualche volta questo bordo esterno viene anche riportato, in pelle scamosciata o in feltro sottile.

Fig. 182. — *Bobina mobile, centratore e membrana a cono di un altoparlante elettrodinamico. Il cono è in parte sezionato per mostrare il bordo ondulato che permette il fissaggio esterno di esso senza impedirne gli spostamenti assiali.*

Il centratore, che ha l'importante ufficio di mantenere la bobina mobile ben centrata nel sottile traferro, può essere interno al cono oppure esterno (v. fig. 183).

Quello interno (fig. 183 a), con le membrane a cono risulta più comodo perchè esso si fissa con una sola vite centrale facilmente accessibile, mentre quello esterno (v. fig. 182 e 183 b) pur essendo più scomodo perchè richiede per il fissaggio 2, 3 o 4 viti che si trovano generalmente in posizione meno accessibile, permette viceversa degli spostamenti assiali maggiori.

Talora si impiegano, anche per gli altoparlanti, membrane uguali a quella illustrata in fig. 180 per il microfono, cioè formate da una « cupoletta » di duralluminio che copre la bobina mobile. Onde ottenere da una così piccola membrana la produzione di un grande volume di suono, è necessario aumentare su di essa il carico dell'aria, ciò che può essere ottenuto con una *tromba acustica*. La forma più conveniente, per il profilo di tale tromba è quell'*esponenziale*. Si ottiene così un rendimento acustico molto più elevato perchè il carico complessivo esercitato dall'aria sulla membrana viene grandemente aumentato senza aumentare la massa del sistema vibrante.

Fig. 183. — *Centratori per la bobina mobile*: a = *centratore interno;* b = *centratore esterno.*

Ciò equivale ad aumentare la potenza attiva utile senza aumentare la potenza reattiva che, in un altoparlante a cono, data la grande massa del sistema vibrante a confronto di quella dell'aria eccitata, costituisce la parte più importante. Tuttavia l'altoparlante a tromba non è molto impiegato perchè, se si vuole che l'aumento di carico si manifesti anche per le frequenze acustiche più ridotte, la tromba deve assumere dimensioni molto rilevanti e spesso inaccettabili per ragioni di praticità. Infatti la tromba mantiene la sua efficacia fino all'incirca per quelle note la cui lunghezza d'onda non superi la lunghezza della tromba; così allora per

(*) Prof. Ing. G. Dilda
RADIOTECNICA elementi propedeutici - Vol. I - II Edizione.
Ed. « Il Rostro » — Prezzo del volume, legato in tutta tela con impressioni in oro L. 36 netto.

riprodurre bene le note fino a circa 60 Hz occorrerebbe una tromba lunga circa 6 metri. L'altoparlante a tromba è inoltre notevolmente direzionale.

Un'altra differenza costruttiva dell'altoparlante rispetto al microfono risiede nel fatto che in questo il campo magnetico viene spesso ottenuto mediante un conveniente avvolgimento predisposto attorno al nucleo centrale come è illustrato nella fig. 184. Si ottiene così un'intensità del campo molto più elevata. Questo avvolgimento viene generalmente inserito nel circuito di spianamento del raddrizzatore il quale provvede in tal maniera, oltre all'alimentazione della corrente necessaria per l'apparecchiatura, anche all'eccitazione del campo dell'altoparlante, mentre nello stesso tempo si utilizza tale bobina come induttanza per lo spianamento. Le eventuali piccole pulsazioni della corrente non danno generalmente noia particolarmente se il circuito magnetico è molto magnetizzato in modo da essere in una zona prossima alla saturazione. In queste condizioni infatti il campo varia poco al variare della corrente.

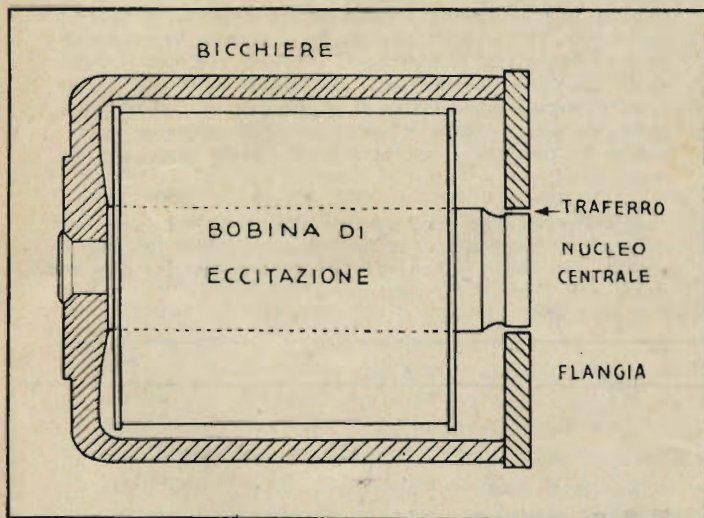



Fig. 184. — *Circuito magnetico eccitato da una corrente continua, per altoparlante elettrodinamico.*

Affinchè la corrente richiesta dall'apparecchiatura, la quale nei normali ricevitori che impiegano questo sistema varia all'incirca fra 30 ÷ 100 mA, determini un campo sufficientemente intenso, occorre che l'avvolgimento sia proporzionato a tale corrente in modo da ottenere un adatto valore delle ampere-spire.

Aumentando la corrente, per un certo tipo di altoparlante avente un determinato circuito magnetico il numero di spire può diminuire ma contemporaneamente la sezione del filo dovrà anch'essa aumentare in modo da mantenere praticamente inalterato il volume dell'avvolgimento, altrimenti il riscaldamento dovuto all'effetto Joule può diventare eccessivo. La potenza richiesta per l'eccitazione del campo (11) di un altoparlante eccitato in serie varia fra circa 3 e 10 watt. Per gli altoparlanti che richiedono una potenza maggiore, l'eccitazione si ricava in derivazione sull'alimentatore o addirittura impiegando un alimentatore separato.

Oggidì che i magneti permanenti, con l'introduzione delle leghe di ferro al nichel-alluminio e al nichel-alluminio-cobalto, sono stati notevolmente perfezionati e permettono di ottenere campi sufficentemente intensi e molto duraturi con piccolo volume e piccolo peso, gli altoparlanti a magnete permanente vanno prendendo molto sviluppo, sopratutto per le piccole e medie potenze. In essi il circuito magnetico, a parte le dimensioni generalmente un po' maggiori, è identico a quello di fig. 180.

Poichè, come s'è detto, la forza istantanea che sollecita la bobina mobile di un altoparlante è: $B \cdot \pi\, d\, n \cdot i$ e la f. e. m. generata da un microfono è: $B \cdot \pi\, d \cdot n \cdot v$, potrebbe apparire conveniente, sia nell'altoparlante, sia nel microfono, rendere molto grande il numero delle spire. In realtà invece in prima approssimazione sia la *potenza elettrica* fornita dal microfono, sia la *potenza meccanica* fornita dall'altoparlante (trasformazione elettromeccanica e viceversa), dipendono dal volume complessivo del rame disposto nel traferro, volume che non può essere molto aumentato per limitazione di spazio e per non aumentare eccessivamente la massa della bobina mobile a confronto di quella della membrana. Lo studio del proporzionamento della massa dei conduttori e la suddivisione di essa in poche o molte spire è assai complesso e fornisce risultati molti incerti (12).

(11) *Si noti che tale potenza va tutta dissipata per effetto Joule. Per mantenere un campo magnetico non si spende energia com'è provato dal fatto che esso può essere mantenuto anche da un magnete permanente.*

(12) *Occorre infatti pensare che la forza* $f = B . \pi\, dn . i$ *agente sulla bobina mobile di un altoparlante non va a vincere unicamente la resistenza del mezzo (aria) e cioè a compiere un lavoro utile ma bensì a vincere anche la forza di inerzia dovuta alla massa del sistema vibrante e la forza dovuta alla reazione elastica del centratore e del bordo esterno del cono che hanno l'ufficio di richiamare il sistema vibrante nella sua posizione di riposo. Perciò se si vuole scrivere l'equazione che definisce il moto vibratorio in regime di oscillazioni forzate di un cono d'altoparlante si giunge ad una equazione del tipo:*

$$m \frac{d^2 x}{d t^2} + r^a \frac{d x}{d t} + \frac{1}{c}\, x = B \cdot \pi\, d\, n \cdot i$$

ove: x = *spostamento*: r^a = *resistenza acustica del mezzo* + *resistenza meccanica dovuta ad attriti di vario genere;* c = cedevolezza *del centratore e del bordo del cono.*

L'equazione sopra scritta risulta analoga a quella di un circuito oscillatorio in regime di oscillazioni forzate; si può quindi istituire una dualità in cui i termini duali sono elencati nella tabella seguente:

Sistema meccanico vibrante

m (*massa del sistema*)
r^a (*resistenza acustica e meccanica*)
c (*cedevolezza elastica*)
x (*spostamenti dalla posizione di riposo*)
v (*velocità del sistema vibrante*)
f (*forza agente* = B . π n d .i *nel caso di un altop. elettrodinamico*)

Circuito elettrico oscillatorio

L (*induttanza*)
r (*resistenza elettrica*)
C (*capacità*)
q (*carica elettrica*)
i (*corrente*)

Si noti che, mentre r^a, *come* r *nel circuito elettrico, dà origine a fenomeni dissipativi di energia (la quale va in parte spesa per produrre il campo sonoro)* m *e* c *danno origine, come i corrispondenti* L *e* C *a fenomeni conservativi d'energia. Infatti l'energia spesa per accelerare la massa viene poi restituita sotto forma di energia d'inerzia e così avviene per l'energia spesa per vincere le reazioni elastiche.*

In conseguenza di questa dualità si è cercato di trasferire nel campo elettrico lo studio del comportamento dei sistemi vibranti istituendo dei circuiti equivalenti. Tuttavia il metodo ha dato risultati assai scarsi per la difficoltà di valutare e misurare le varie grandezze del sistema vibrante e soprattutto perchè esse sono variamente distribuite e non concentrate ed inoltre la loro distribuzione è funzione della frequenza considerata.

Comunque possiamo dire che per ottenere la massima potenza acustica e solo se fossero verificate le ipotesi semplificative ammesse per sviluppare il calcolo, la massa del rame dovrebbe essere uguale a quella della membrana. In pratica invece la massa del rame è tenuta notevolmente minore di quella della membrana; ciò soprattutto perchè al crescere della frequenza la zona che partecipa interamente alla vibrazione va restringendosi ossia limitandosi alla parte centrale del cono cosicchè al crescere della frequenza la massa vibrante va diminuendo notevolmente.

Per quanto riguarda la suddivisione della massa complessiva di rame in poche o molte spire si ha che nei microfoni è utile avere molte spire perchè aumentando in tal modo l'impedenza interna si richiede un traslatore di adattamento con un rapporto di trasformazione assai minore. Per gli altoparlanti invece la cosa ha minore importanza anche perchè mentre l'impedenza d'ingresso di un amplificatore, a cui bisogna adattare quella di un microfono, è di 100.000 ÷ 500.000 Ω, quella d'uscita a cui bisogna adattare l'altoparlante è solo di 2000 ÷ 10.000 Ω. Perciò in pratica negli altoparlanti le bobine sono costituite di due strati di filo di rame che hanno una resistenza complessiva generalmente compresa fra 2 e 10 o 15 ohm. Una ditta italiana, per ottenere una buona reversibilità dell'altoparlante allorquando esso debba talora funzionare da microfono, costruisce alcuni tipi di altoparlanti, che chiama « microdinamici », con l'avvolgimento della bobina mobile suddiviso in quattro strati ottenendo così resistenze da 30 a 100 ohm.

Il calcolo del rapporto di trasformazione del traslatore di adattamento si effettua al solito con la (6) ricordando che l'impedenza di lavoro di uno stadio finale è generalmente compresa fra 3000 e 8000 ohm. In realtà occorrerebbe tener presente che l'impedenza della bobina mobile è variabile al variare della frequenza; essa raggiunge un massimo in corrispondenza della frequenza di risonanza del sistema vibrante (bobina mobile e membrana) che per gli altoparlanti a cono è generalmente compresa fra 50 e 150 Hz, poi scende e rimane quasi costante e prossima ad un valore assai poco più grande della resistenza ohmica fino a 800 ÷ 1000 Hz, infine cresce al crescere della frequenza con legge quasi lineare. In fig. 185 è indicato l'andamento della impedenza di una bobina mobile avente una resistenza ohmica di 2 Ω e per la quale può essere scelto, per usare nel calcolo del rapporto del trasformatore, il valore di 2,5 Ω. Le variazioni dell'impedenza dell'altoparlante introducono delle distorsioni di frequenza generalmente non molto gravi a confronto di quelle dovute alla imperfezione delle vibrazioni della membrana, particolarmente se la resistenza interna dello stadio finale è piccola a confronto della resistenza di carico offerta dall'altoparlante sul primario del suo trasformatore (13). Infatti in queste condizioni in primo luogo, poichè la bobina mobile risulta chiusa in un circuito a piccola resistenza, si ha su di essa un forte ammortimento elettromagnetico che riduce assai e talora annulla l'effetto della risonanza meccanica del sistema vibrante; in secondo luogo come mostra il grafico di fig. 76 al paragrafo 64 allorquando $R > R_a$ l'amplificazione e quindi anche la potenza d'uscita variano assai poco al crescere di R.

(13) *Perciò sono da preferirsi gli stadi finali a triodi di quelli a pentodi; oggi però la resistenza interna di uno stadio finale a pentodi può essere grandemente ridotta con l'uso della controreazione.*

RICEVITORI PER ONDE CORTE

22 2/20

di G. Toscani

Vengono denominati ricevitori per Onde corte tutti i tipi di radioapparecchi che hanno la possibilità di poter ricevere le emissioni comprese nella gamma dai 10 ai 160 metri di lunghezza d'onda.

In generale vengono usati dei normali ricevitori del commercio a più campi d'onda tra le quali quasi sempre presenti le onde medie e lunghe. Questo ripiego, poichè un ricevitore di tal genere non può assolutamente dare dei buoni risultati, viene effettuato per economia, non potendo il dilettante sobbarcarsi la spesa di due apparecchi separati, di cui uno speciale per onde corte.

Naturalmente, a prescindere dalle ragioni d'economia, uno speciale apparecchio per la ricezione delle quattro classiche gamme dilettantistiche, s'impone. Detto apparato può essere di diverso tipo poichè vari sono i sistemi in uso secondo la mole, sensibilità, possibilità economiche del costruttore ecc.

E' necessario però che detto apparecchio risponda allo scopo: buona sensibilità, grande « elasticità » di funzionamento su tutte le gamme, grandissima praticità di manovra, manutenzione nella alimentazione possibilmente universale (batterie e rete luce), bande allargate (Band-Spead) in modo da poter esplorare in un completo giro di quadrante una delle gamme che interessano (10, 20, 40 o 80 metri), sono requisiti necessari per tale tipo di radioricevitore.

Alcuni dilettanti includono nel loro ricevitore anche una gamme di onde ultra-corte (5 metri). Ciò a nostro parere non è nè economico nè tecnicamente esatto: voler far funzionare per la gamma dei 5 metri un radioricevitore per onde corte è una assurdità, poichè troppa è la differenza di frequenza esistente tra le due più vicine gamme.

Più logico invece diminuire le gamme d'onda o meglio eliminare la gamma dei 10 metri che, nonostante gli accorgimenti, non è sempre di funzionamento regolare e comunque di rendimento molto inferiore a quello dato dalle altre gamme d'onda.

Premesso ciò passiamo ad esaminare i vari tipi di apparecchi adatti alla ricezione dilettantistica e quindi al traffico privato.

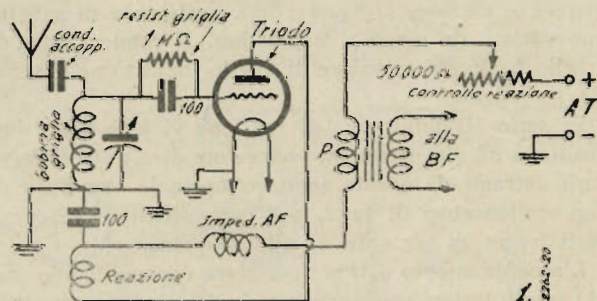
Praticamente detti apparecchi si possono dividere in due grandi categorie: ad amplificazione diretta ed a cambiamento di frequenza. Categorie che vengono suddivise in molteplici specie che verranno in parte esaminate e vagliate in seguito.

E' bene anzitutto dare al lettore il concetto di amplificazione diretta e cambio di frequenza in onde corte, che in questi speciali apparecchi differisce notevolmente dai normali ricevitori.

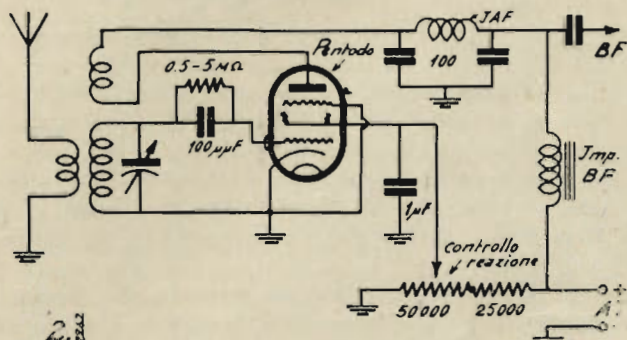
Nei normali ricevitori per radioaudizioni circolari l'amplificazione diretta veniva usata alcuni anni or sono: in generale erano due stadii che precedevano la valvola rivelatrice o talvolta tre.

In onde corte difficilmente si supera uno stadio poichè i risultati che si ottengono con un numero superiore di valvole non giustificano l'aumento di consumo e di spesa.

In questa categoria trovano posto anche i ricevitori con sola rivelatrice a reazione, apparecchio ancora abbastanza diffuso nonostante il suo scarso rendimento.

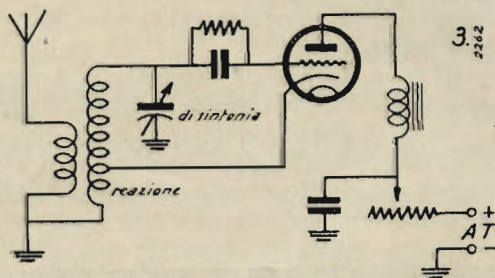
La parte più importante di un ricevitore ad amplificazione diretta è lo stadio rivelatore poichè dalla perfetta regolazione di questo dipende il risultato di tutto

l'apparecchio. La valvola rivelatrice è generalmente del tipo a reazione e raramente a superreazione. In figura 1 viene illustrato lo schema di una classica rivelatrice a reazione. La valvola usata è a tre soli elettrodi, che ha il vantaggio di offrire una maggiore stabilità anche su onde cortissime.

La rivelazione avviene col noto sistema a corrente di griglie, sistema d'altronde universalmente adottato in tutti i ricevitori ad onde corte ad amplificazione diretta. Lo schema indica le connessioni di aereo, attraverso un condensatore di accoppiamento, e di terra: queste possono essere sostituite con i terminali di uscita

di uno stadio di amplificazione di alta frequenza. I valori dei vari organi sono costanti: un Mega-Ohm per le resistenze di griglie, 100 cm. per il condensatore di griglie, 100 cm. per il condensatore di accoppiamento delle bobine di reazione, 2,5 Millihenry per le impedenze di alte frequenze e 50.000 Ohm, la resistenza variabile per la regolazione della reazione. Il condensatore di sintonia ha un valore, che in generale non supera i 140 cm.

In figura 2 possiamo notare lo schema di un rivelatore utilizzante una valvola a 5 elettrodi, pentodo. Questo schema differisce dal precedente e pur dando un maggior rendimento, non si presta per la ricezione di frequenze elevate. Il valore delle resistenze di griglia può variare da 0,5 a 5 Mega-Ohm. Il condensatore di griglia ha lo stesso valore di quello indicato nello schema precedente.

In serie all'induttanza di reazione vi è la solita impendenza ad alta frequenza del valore di 2,5 Millihenry. Agli estremi di questa sono connesse le armature di due condensatori di fuga, per cortocircuitare le eventuali tracce di corrente di alta frequenza.

L'accoppiamento dell'aereo e terra oppure di uno stadio amplificatore può avvenire, come è indicato sullo schema, a mezzo induttivo, oppure, a mezzo capacitivo.

La reazione viene regolata a mezzo di un potenziometro che controlla la tensione applicata alla griglia-schermo.

La figura 3 illustra lo schema di un triodo rivelatore a reazione per accoppiamento elettronico (electron coupled oscillator).

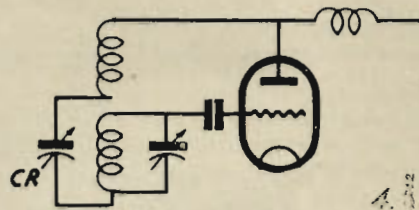
Questo è un sistema molto diffuso per il buon rendimento e per la facilità di poter discendere sino a piccolissime lunghezze d'onda.

L'induttanza di reazione fa parte, in generale di quelle di sintonia: il catodo viene connesso ad una presa fatta ad una frazione di spire dell'induttanza della parte di terra.

La regolazione della reazione può avvenire in un solo modo e cioè, come è indicato nello schema dosando la tensione anodica a mezzo di una resistenza variabile di valore appropriato.

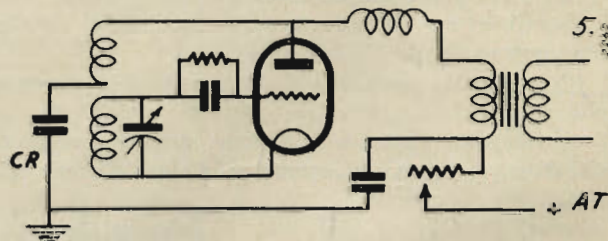
La regolazione della reazione

E' necessario far conoscere al lettore i tre principali sistemi per la regolazione manuale della reazione.

Questa regolazione ha un'importanza notevole in un apparecchio di basso rendimento qual'è quello composto da una valvola rivelatrice a reazione e tutt'al più preceduto da uno stadio di alta frequenza. La figura

4 indica il sistema usato dalla maggioranza dei costruttori: regolazione a mezzo di un condensatore variabile di capacità appropriata *CR*.

Questo sistema da ottimi risultati ed in generale non viene usato in quei casi dove è necessario avere un minimo ingombro ed un minimo di spesa.

Il valore del condensatore CR si aggira sempre sui 250 cm.

Questo condensatore è del tipo ad aria, però può essere usato senza eccessivo svantaggio un tipo a dielettrico solido. In fig. 5 notiamo un sistema misto di

regolazione: viene usato o con condensatore *CR* simile a quello dello schema precedentemente descritto, ma non regolabile, ossia fisso. La reazione viene dosata a mezzo di una resistenza variabile, il cui valore si aggira in generale sia 50.000 Ohm, connessa in serie al positivo della tensione anodica alimentante la placca della valvola.

Scegliendo un valore opportuno (vicino ai 250 cm.) di *CR* si può ottenere una regolazione dolcissima dell'innesco reattivo. La fig. 6 descrive l'ultimo sistema pratico per la regolazione della reazione quando la valvola rivelatrice è del tipo tetrodo o pentodo. Anche qui viene usato il sistema misto: vi è il condensatore fisso *CR* che volendo, può essere anche variabile, facilitando così notevolmente la reazione, ed un potenziometro *P* connesso da un lato attraverso una resistenza *R* al positivo dell'alta tensione (+*AT*) e dall'altro al negativo generale (terra). Il cursore del potenziometro è collegato alla griglia schermo della valvola rivelatrice e, attraverso un condensatore di fuga alla terra. Portando il cursore verso il positivo, si ottiene l'innesco della reazione e viceversa. Utilizzando come si è detto in precedenza un condensatore *CR* variabile è possibile portare a mezzo del potenziometro *P* la valvola in istato reattivo e ottenere un dolcissimo disinnesco diminuendo la capacità del condensatore *CR*. L'operazione naturalmente può essere fatta in senso inverso.

(*continua*)

ONDA COMUNE

2267/2

di R. Pera

Le più alte frequenze di modulazione che si riscontrano nelle stazioni radiofoniche sono di 4500 p/s; il che vuol dire che una tale stazione occupa una banda di frequenze di 9000 p/s, che è il limite massimo concesso dalle convenzioni internazionali.

Poichè la gamma delle onde medie impiegata per le radioaudizioni circolari si estende dai 5000 ai 1500 Kc/s, essa avrà un totale di 1000 Kc/s e potrà contenere quindi precisamente 111 stazioni. Senonchè in pratica il numero delle stazioni può essere alquanto maggiore perchè è possibile il funzionamento contemporaneo sulla stessa lunghezza d'onda di due o più stazioni non eccessivamente potenti e lontane fra loro.

Purtuttavia, crescendo continuamente il numero delle stazioni radiofoniche, espedienti del genere risultarono inefficienti e nacquero così le stazioni ad « onda comune », come sono ordinariamente chiamate queste stazioni ad onda sincronizzata.

E' evidente che tale sincronia deve essere perfetta e lo studio di un simile problema non è stato scevro di difficoltà. La figura 1 indica lo schema di principio del funzionamento di due stazioni sincronizzate.

L'oscillatore pilota a quarzo della stazione « madre », oltre ad essere collegato ai successivi stadii amplificatori di A.F., è pure collegato ad un demoltiplicatore di frequenza. Questo demoltiplicatore, costituito di diversi stadii, porta la frequenza iniziale, per successive demoltiplicazioni, ad una frequenza acustica che viene lanciata, attraverso il cavo interurbano, alle stazioni « figlie ».

Qui avviene il processo inverso. La frequenza acustica in arrivo, passando attraverso un ordinario moltiplicatore di frequenza, viene portata alla frequenza iniziale.

Interviene qui il *ponte di fase* (fig. 2) che ha il compito di mantenere rigorosamente identiche le frequenze della stazione madre e della stazione figlia All'entrata del ponte giungono, sfasate di 90°, l'onda della stazione madre e quella prodotta dall'oscillatore della stazione figlia. Non appena tale sfasamento varia — seppure di pochissimo — i diodi V_1 e V_2 rettificheranno, e i triodi V_3 e V_4 amplificheranno una d.d.p. che andrà ad agire su un apparecchino, fondato sul principio degli strumenti a bobina mobile, che sul suo asse porta una piastrina che costituisce la placca mobile di un minuscolo condensatore e che è affacciata dinanzi ad una analoga

placchetta fissa. Questo condensatore, che elettricamente è collegato in parallelo al quarzo dell'oscillatore pilota, per effetto della d.d.p. di cui prima, viene ruotato di un certo angolo e, variando la sua capacità, varia le caratteristiche del circuito oscillante dell'oscillatore pilota.

Lo sfasamento divenendo nuovamente di 90°, il condensatorino tornerà nuovamente al suo posto, e la frequenza della stazione figlia sarà così corretta. L'azione di questo congegno è immediata e la precisione che può raggiungere è tale che il massimo scarto possibile fra le due frequenze è di un periodo ogni 10 minuti primi. ✱

Rassegna della stampa tecnica

GENERAL RADIO EXPERIMENTER

Gennaio 1939

D. B. SINCLAIR - Il resistore tipo 663 ed il suo impiego come campione alle frequenze elevate.

Le misure di impedenza alle alte frequenze, come pure alle basse frequenze, vengono normalmente effettuate confrontando l'impedenza incognita con impedenze campione, le cui particolarità sono accuratamente note alla frequenza di misura. Allo scopo di specificare completamente una impedenza incognita è necessario misurare i suoi vettori componenti, cioè grandezza e fase in coordinate polari, oppure reattanza e resistenza in coordinate Cartesiane.

Comunemente le misure vengono eseguite in termini di resistenza e reattanza. Per eseguire tali misure si richiede idealmente un campione di pura resistenza ed un campione di pura reattanza. I campioni però non sono mai puri poichè in pratica una realizzazione fisica di uno dei tre parametri di circuito — resistenza, induttanza, capacità — comporta residui degli altri parametri indesiderati. L'esistenza dei parametri residui fa sì che l'impedenza del campione dipartisca da una delle leggi ideali di variazione rispetto alla frequenza $j\,\omega L, R, 1/j\,\omega\,C$ sia in ampiezza sia in fase. Poichè nella maggior parte dei metodi di misura si assume che il campione sia idealmente puro, è quindi molto desiderabile usare dei campioni che abbiano minimi parametri residui allo scopo di ridurre i termini di correzione.

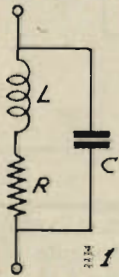



Figura 1. — *Circuito equivalente di un resistore fisso;* R *è la resistenza desiderata,* L *e* C *sono i parametri residui.*

In ogni elemento di impedenza gli effetti dei parametri residui in genere aumentano con la frequenza e sono più sentiti per i complessi regolabili che per quelli fissi. Tra i campioni di reattanza il condensatore variabile raggiunge un elevato grado di purezza. Dei campioni fissi di resistenza possono essere oggi costruiti con parametri residui talmente ridotti che possono essere usati su un campo vastissimo di frequenze, paragonabile a quello del condensatore variabile.

Parametri residui nei campioni di resistenza.

L'effetto dei parametri residui nella caratteristica di frequenza di un resistore fisso può essere dedotto dal circuito equivalente approssimato di figura 1. Qui R rappresenta il parametro resistivo desiderato, L e C i parametri residui induttivo e capacitivo.

L'impedenza di ingresso del circuito equivalente può essere convenientemente espressa in funzione delle due quantità

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{e} \quad D_0 = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_0}$$

per mezzo dell'equazione

$$Z_e = R_e + jX_e =$$

$$= \frac{R}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + D_0^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} +$$

$$+ j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\frac{R}{D_0}\;\frac{1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - D_0^2}{\left[1-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + D_0^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Questa equazione può essere normalizzata dividendo per R. I componenti normalizzati resistivo e reattivo sono tracciati in funzione della variabile ω/ω_0 e del parametro D_0 nelle figure 2 e 3.

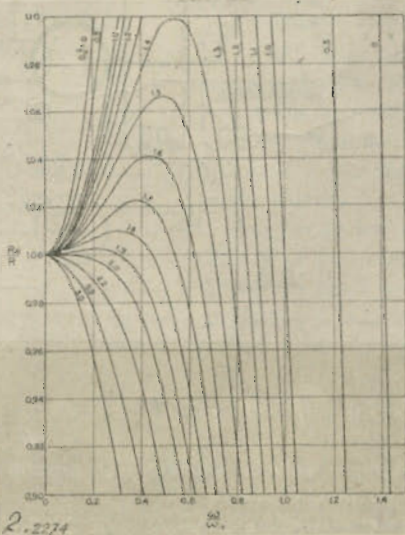



Figura 2. — *Curve generali normalizzate della resistenza in funzione della frequenza per un resistore fisso.*

Le curve della resistenza e della reattanza effettive per un resistore tipico di 10 ohm sono date in fig. 4 e 5 in funzione della frequenza, tenendo come parametro la capacità totale in parallelo. Per queste curve l'induttanza

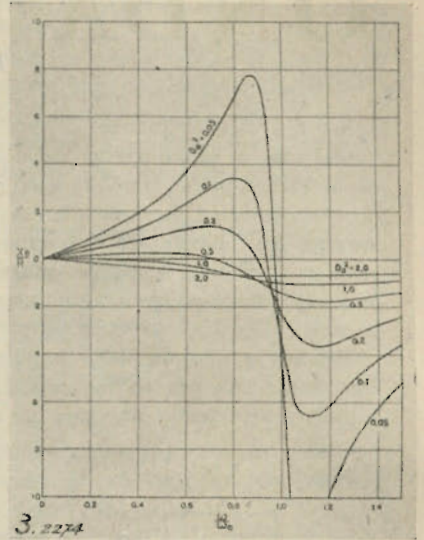



Figura 3. — *Curve generali normalizzate della reattanza in funzione della frequenza per un resistore fisso.*

residua è di 0,030 μH e la capacità minima in parallelo di 3 pF.

Si noti che la migliore caratteristica viene ottenuta con la minima capacità in parallelo. Considerando come indice di bontà una tolleranza di + — 1 per cento sul valore della resistenza in corrente continua, con la capacità minima in parallelo si ha un campo di utilizzazione che si estende fino a 36,5 MHz.

Per caratteristica di reattanza prendiamo come criterio di bontà la massima frequenza alla quale la reattanza

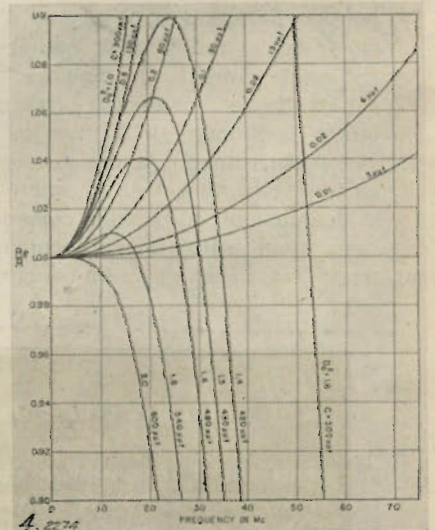



Figura 4. — *Curve specifiche di resistenza normalizzata, in funzione della frequenza per un resistore tipico di 10 ohm. Si è supposta l'induttanza residua di 0,03 μH; e si è preso come parametro il valore della capacità residua.*

rimane entro il 25 % del valore della resistenza in c. c. L'aumento della ca-

pacità in parallelo porta la massima frequenza da 13,5 a 58 MHz.

Le condizioni ottime per la resistenza e per la reattanza sono quindi incompatibili. Alle frequenze elevate pertanto le unità resistive vengono impiegate in modo tale che la reattanza serie viene annullata; il più importante coefficiente rimane quindi la resistenza. Su questa base con una unità di 10 ohm l'aggiunta di capacità in parallelo non costituisce alcun vantaggio.

Una unità di 100 ohm però con la stessa induttanza residua funziona del tutto diversamente. Una capacità in parallelo di 3 *pF* per questa unità corrisponde a $Do^2=1$. In questo caso l'aggiunta di 2,4 *pF* aumenta la frequenza massima da 53 a 195 MHz.

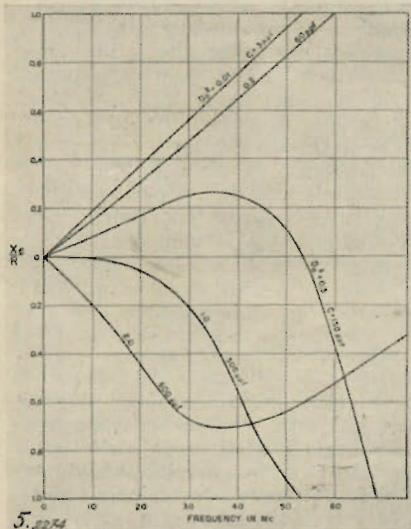



Figura 5. — *Curve specifiche di reattanza normalizzata in funzione della frequenza per un resistore tipico di 10 ohm. Parametri residui come per la figura 4.*

Considerazioni pratiche di progetto. Il progetto di una serie di resistori per alta frequenza deve tenere presente, oltre i problemi relativi ai parametri residui, i problemi dell'effetto di pelle, della potenza, del coefficiente di temperatura e della robustezza meccanica.

Qui di seguito viene illustrato come siano stati risolti i vari problemi nella costruzione di resistori del tipo 663.

1) *Riduzione dei parametri residui.* Allo scopo di ridurre l'induttanza e la capacità residue la costruzione scelta è quella nota sotto il nome di « straight-wire »; detto tipo di resistore è noto agli sperimentatori, ma fino ad oggi non è stato mai industrialmente costruito.

2) *Effetto di pelle e coefficiente di temperatura.* Per ridurre l'effetto di pelle ed il coefficiente di temperatura, sono usati dei fili di manganina molto sottili. Con l'impiego di fili del diametro di 0,0006 pollici, è stato possibile ottenere fino a 100 ohm di resistenza con fili lunghi meno di 2 pollici.

3) *Proporzionamento dei parametri residui e della dissipazione.* L'analisi dei parametri residui mostra che per un dato prodotto dell'induttanza e della capacità residue i risultati migliori saranno ottenuti per un valore del parametro prossimo ad 1. Dovendo eseguire un montaggio unificato per tutti i valori dei resistori a filo lineare la migliore condizione può essere raggiunta per un solo valore di resistenza poichè l'induttanza e la capacità residue rimangono più o meno fisse. Nei resistori tipo 663 l'induttanza è stata ridotta alle spese della capacità con una speciale sistema di montaggio che serve anche a migliorare la caratteristica di dissipazione dell'unità, per la presenza di masse conduttrici di calore. In figura 7 viene mostrato il montaggio di un resistore.

Con questo sistema di costruzione si è ottenuto $D_0^2=1$ all'incirca per il resistore da 100 ohm, e meno per resistore di valore minore.

Figura 6. — *Fotografie di resistori del tipo 663. L'unità smontata mostra il sistema di costruzione.*

Grande cura è stata adottata per ridurre al minimo il valore dei parametri residui; quelli relativi al montaggio del resistore sono paragonabili a quelli del resistore stesso. Per la misure alle alte frequenze in particolare, è necessario prestare la massima attenzione allo scopo di ridurre al minimo i parametri residui dovuti al montaggio. Inoltre grande attenzione deve essere posta alle variazioni delle condizioni del circuito quando in esso venga collegato il resistore. La barretta di cortocircuito impiegata per sostituire il resistore dovrebbe preferibilmente avere una induttanza minore di 0,005 μH ed una capacità verso massa dello stesso ordine di quella del resistore.

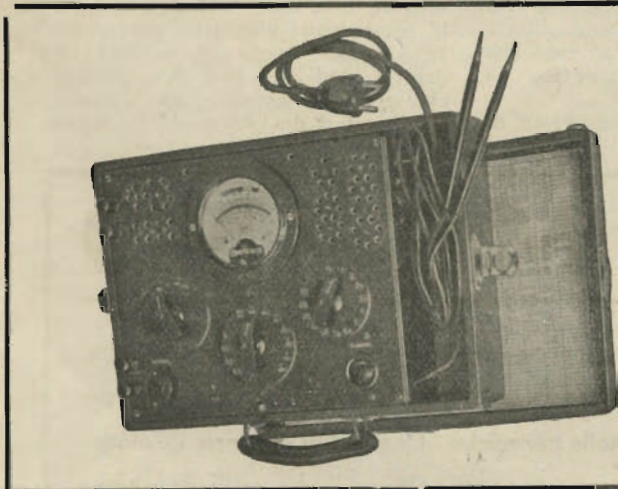



Figura 7. — *Circuito equivalente di un resistore tipo 663. Le capacità verso massa di 0,75 pF corrispondono ad una distanza di 7/8 di pollice dalla massa.*

Corso Teorico - pratico elementare di Radiotecnica

Vedi numero precedente

2276

XXXVII

di G. Coppa

Seguito del calcolo delle parti

Ora che conosciamo il valore di resistenza dell'avvolgimento di eccitazione, è facile sapere quale sarà la caduta di tensione da esso prodotta nel circuito di alimentazione.

Ciò si può fare con la formula di Ohm:

$$V = R \times I \quad \text{ossia}$$

$$V = 2000 \times 0,0517 = 103,4 \text{ volt}$$

La tensione a monte dell'avvolgimento d'eccitazione sarà dunque di:

$$250 + 103 = 353 \text{ volt.}$$

E' ora necessario cercare quale sarà il valore di tensione necessaria ai capi del secondario ad alta tensione del trasformatore d'alimentazione perchè si possa ottenere una corrente continua rettificata di tensione pari a 353 volt.

Sappiamo che il valore massimo di una corrente alternata (tensione od intensità) è pari a $\sqrt{2}$ volte il valore efficace.

Se non vi fosse assorbimento da parte delle valvole e degli organi dell'apparecchio, la tensione continua che si forma dalla rettificazione sarebbe uguale a quella massima di arresto applicata agli anodi della valvola raddrizzatrice. In tale caso, per avere la tensione richiesta di 353 volt basterebbe una tensione di

$$\frac{353}{\sqrt{2}} = 250 \text{ volt circa per ciascuno dei due rami del trasformatore.}$$

Non è questo però il nostro caso nel quale invece vi è l'assorbimento di ben 55 mA.

L'assorbimento di corrente da parte dell'apparecchio agisce con diversi fattori sulla riduzione della tensione ricavabile dalla rettificazione.

Una prima causa di tale riduzione la si ha nel fatto che gli impulsi rettificati non fanno più in tempo ad accumularsi nel primo condensatore di filtro (C_{23}), ciò porta inoltre ad un notevole peggioramento delle proprietà filtranti del filtro costituito da L_9, C_{22} e C_{23}.

Una seconda causa risiede nel fatto che sia l'avvolgimento secondario del trasformatore, sia la valvola raddrizzatrice non hanno una resistenza interna nulla.

Infine vi è da considerare che quando il detto secondario eroga corrente anche il primario viene percorso da una corrente maggiore e quindi anche in esso cresce la dissipazione di energia in calore e che anche le perdite del nucleo variano in proporzione.

Tutto sommato è facile concludere che un calcolo veramente esatto è impossibile farlo.

Gli elementi più importanti da tenere presente sono:

1.) il valore del condensatore C_{23};

2.) la resistenza interna della valvola;

3.) la tensione presente al secondario del trasformatore di alimentazione.

Il clichè del grafico sarà pubblicato nel prossimo numero

La fig. 1 è un grafico che si riferisce alla valvola 80, da noi prescelta come raddrizzatrice (V5) nella compilazione del quale è già stato tenuto conto della resistenza interna di tale valvola e delle sue variazioni.

Detto grafico si adatta al caso che la capacità del condensatore C_{23} sia di 4 μF.

Se il valore di C_{23} è maggiore di 4 μF le curve che si ottengono coincidono per un piccolo tratto con quelle del grafico per i valori minori di intensità, ma col crescere di quest'ultima le nuove curve si differenziano notevolmente da quelle del grafico nel senso che si mantengono sensibilmente più orrizzontali. Se la capacità è di 8 μF, per una corrente di 55 mA (quale è quella che interessa al nostro caso) vi è un aumento di circa il 6%.

Tenendo conto di ciò e riferendoci al grafico, è facile concludere che assegnando a C_{23} il valore di 8 μF, per ottenere la tensione continua di 353 volt a 55 mA occorre un trasformatore di alimentazione che dia

$$325 - \frac{325 \times 6}{100} = 305,5 \text{ volt}$$

Se si tiene però conto che il grafico è indicato solo per la frequenza di 60 periodi (frequenza delle reti americane) e necessario introdurre un altro fattore di correzione essendo le reti italiane a 42 e a 50 periodi.

Per tale causa, il 6% di tensione guadagnato con la sostituzione della capacità di 8 μF a quella di 4 va perso a causa della diversità di frequenza.

La tensione di 325 volt è dunque quella che il trasformatore deve avere fra gli estremi ed il centro del secondario.

La capacità C_{22} è assai meno influente di quella di C_{23} sulla tensione e sul filtraggio; essa più che lo scopo di filtrare ha quello di costituire una facile via di ritorno alle componenti alternate, specialmente a bassa frequenza esistenti nei diversi stadi del ricevitore in modo che non interferiscano fra loro dando luogo a dei fenomeni di reazio-

ne capaci di introdurre frequenze e suoni molesti capaci anche di paralizzare il funzionamento del ricevitore.

Il valore di C_{22} pertanto si tiene uguale a quello di C_{23} e, nel caso nostro sarà dunque di 8 μ F.

Veniamo ora al calcolo del trasformatore di alimentazione.

La potenza maggiore che il trasformatore deve erogare è destinata all'alimentazione anodica dell'apparecchio, essa pertanto risulta essere:

$$325 \times 0{,}055 = 18 \text{ watt.}$$

A tale potenza va aggiunta quella richiesta per l'acensione dei filamenti delle valvole e quella destinata all'accensione del filamento della valvola raddrizzatrice che sono rispettivamente:

$$2{,}5 \times (1{,}75 + 0{,}8 + 0{,}8 + 0{,}8) = 10{,}4 \text{ w}$$

$$5 \times 2 = 10 \text{ w}$$

La potenza complesiva secondaria risulta così essere:

$$18 + 10{,}4 + 10 = 38{,}4 \text{ w.}$$

La potenza primaria del trasformatore viene però ad essere sensibilmente maggiore perchè una aliquota non lieve di energia viene dissipata sia nel filo di rame dell'avvolgimento (per effetto Joule essendo non nulla la resistenza di detto filo) sia nel nucleo di ferro a causa delle perdite proprie del ferro che sono poi aggravate dal fatto che il carico al secondario non è perfettamente costante durante tutto il periodo dell'alternanza essendo esso connesso ad una valvola che conduce solo quando le placche sono positive secondo una legge non sinusoidale.

Complessivamente si può considerare che il trasformatore da un rendimento dell'80%, tale rendimento non tiene però conto del fattore di potenza che nella generalità dei casi si aggira intorno a 0,8 ($\cos \varphi = 0{,}8$).

La potenza reale assorbita dal primario verrà dunque ad essere:

$$\frac{38{,}4 \times 100}{80 \times 0{,}8} = 60 \text{ watt circa.}$$

La sezione netta che dovrà avere il nucleo lamellare è data dalla radice quadrata della potenza:

$$S - \sqrt{60} = 7{,}7 \text{ cm}^2$$

La sezione reale si deve però considerare maggiore perchè le lamelle sono verniciate o coperte in carta ed inoltre non sono mai perfettamente aderenti. Tale maggiorazione è in pratica del 10% e la sezione viene ad essere così di 8,5 cm².

Veniamo ora al calcolo dei volt per spira primaria ossia della tensione efficace applicabile ai capi di ciascuna spira del primario.

Per fare ciò è necessario conoscere quale è il numero di linee del flusso magnetico Φ che attraversa il nucleo. Il flusso Φ, come è noto è dato dal prodotto di $B \times S$. Per lamelle di ferro al silicio a B si può assegnare il valore di 10000 Gauss.

Il flusso sarà allora

$$\Phi = 8{,}5 \times 10.000 = 85.000 \text{ linee.}$$

La tensione per spira primaria sarà allora data dalla formola:

$$V = 4{,}44 \ \Phi \ f \ 10^{-8}$$

ossia, per f = 42:

$$V = 4{,}44 \times 85.000 \times 42 \times 10^{-8} = 0{,}16 \text{ volt}$$

Se la tensione di linea è V, il numero delle spire che deve essere il primario sarà:

$$n = \frac{V}{v}$$

Nel nostro caso, per una tensione primaria di 160 volt si avranno:

$$n = \frac{160}{0{,}16} = 1000 \text{ spire.}$$

Se la tensione è 125, le spire saranno $125 : 0{,}16 = 790$ e così via. Le tensioni sono direttamente proporzionali al numero di spire e reciprocamente.

Nota la potenza primaria e la tensione è posibile ricavare l'intensità e da essa conoscere il diametro da assegnare al conduttore di rame del primario.

Dalla formola:

$\frac{W}{V} = I$, per tensione primaria di 160 volt, si ha:

$$I = \frac{60}{160} = 0{,}375 \text{ ampere.}$$

Il diametro del filo si ha dalla relazione:

$$D = 0{,}8 \sqrt{i} \quad \text{ossia}$$

$D = 0{,}8 \sqrt{0{,}375} = 0{,}49$ vale a dire 5/10.

Veniamo ora al numero di spire secondarie.

Tenendo conto che il numero di spire è proporzionato alle tensioni e che, date le perdite ad ogni spira prmaria deve sorrispondere 1.06 spire secondarie, avremo che ogni spira secondaria può fornire volt

$$\frac{0{,}16}{1{,}06} = 0{,}15 \text{ circa}$$

così, per avere i 325 volt necessiteranno spire:

$$N = \frac{325}{0{,}15} = 2160 \text{ circa}$$

Il secondario alta tensione si comporrà dunque di 2×2160 spire ossia 4220 spire con presa al centro. L'intensità che deve scorrere in ciascun ramo del secondario suddetto è di $55 : 2 = 27{,}5$ mA ossia 0,0275 A da cui

$$D = 0{,}8 \sqrt{0{,}0275} = 0{,}13 \text{ circa}$$

PRONTUARIO PER IL CALCOLO DEI TRASFORMATORI

Potenza in Watt	Sezione nucleo in cm²		Spire per Volt			
			42 Periodi		50 Periodi	
	Netto	lordo	Primario	Secondario	Primario	Secondario
5	2,25	2,7	24	26,5	20	22
10	3,2	3,8	17	19	14	15,5
15	4	4,8	14	15,5	11	12
20	4,5	5 4	12	13	10	10,9
25	5	6	11	12	9	9,8
30	5,5	6,6	10	10,9	8,2	8,8
35	6	7,2	9	28	7,5	8,1
40	6,5	7,8	8,3	8,9	6,9	7,4
50	7	8,4	7,7	8,2	6,4	6,8
65	8	9,6	6,8	7,2	5,6	6
80	9	10,8	6	6,4	5	5,3
100	10	12	5,4	5,7	4,5	4,75
125	11	13,2	5	5,3	4	4,25
150	12	14,4	4,5	4,75	3,75	3,95
175	13	15,6	4,15	4,35	3,45	3,63
200	14	16,8	3,85	4	3,2	3,36
250	16	19,2	3,37	?,53	2,8	2,94
300	18	21,6	3	3,15	2,5	2,62

Diametro dei fili ed ingombro degli avvolgimenti per la costruzione dei trasformatori

Carico M. A.	Diametro filo mm.	N. spire filo smalto per cm.²	Carico Amp.	Diametro filo mm.	N. spire fi'o smalto per cm.²
15	0,098	6000	0,5	0,56	350
20	0,11	5000	0,6	0,62	280
25	0,126	3000	0,75	0,69	200
50	0,18	2000	0,85	0,74	170
75	0,22	1800	1	0,80	64
100	0,25	1400	[illegible]	1,13	55
125	0,28	1100	3	1,38	44
150	0,31	900	4	1,60	30
200	0,35	800	5	1,78	—
250	0,40	625	6	1,95	—
300	0,44	550	8	2,26	—
400	0,50	420	10	2,53	—

Per buona norma si adotterà filo da 0,15.

Infine non rimane che a calcolare gli avvolgimenti per accendere le valvole dell'apparecchio e la raddrizzatrice.

Per le prime sappiamo che necessitano 2,5 volt che richiedono 2,5 : 0,15 = 16,7 spire.

L'intensità, già calcolata, è di 4,15 ampère, il conduttore sarà allora

$$D = 0{,}8 \sqrt{4{,}15} = 1{,}6 \text{ m/m circa}$$

Per accendere la raddrizzatrice occorreranno 5 volt ossia 33,4 spire ed essendo l'intensità di 2 ampère, il conduttore sarà 1,1 mm. (ossia 11/10).

* * *

Calcolato così anche il trasformatore di alimentazione veniamo ad alcuni altri organi dell'apparecchio e più precisamente alle resistenze.

Fra di esse ne notiamo taluna che ha lo scopo di produrre convenienti cadute di tensione (quali R_{14}, R_{10}, R_6, R_1, R_3, R_5, R_4) ed altre che servono per portare alle griglie potenziali di polarizzazione (quali R_{11}, R_{13} ecc.) ed altre ancora che servono per il disaccoppiamento fra circuiti percorsi da frequenze piuttosto alte ed altri circuiti ai quali tali frequenze non devono giungere, così R_{15}, R_{16}, R_9.

Occupiamoci intanto del calcolo delle prime:

La valvola V_1 (ossia la 2A5) richiede una tensione negativa di griglia di 16,5 volt e tale tensione le deve essere appunto fornita per caduta di tensione nella resistenza R_{14}.

Sappiamo che l'intensità che percorre tale resistenza è data da quella della corrente di placca (34 mA) più quella della corrente di griglia schermo (6,5 mA), in tutto 40,5 mA (arrotondata in 40 mA ossia 0,04 A).

Il valore che dovrà avere la resistenza si ha con la formola di Ohm

$$R = \frac{V}{I} R_{14} = \frac{16{,}5}{0{,}04} = 415 \text{ ohm circa}$$

cioè praticamente 420 ohm.

La potenza che va dispersa in calore, data dal prodotto di V×I, è di 0,66 watt, la resistenza da usare sarà dunque del tipo adatto per dissipazioni fino ad 1 watt.

Analogamente si calcolerà R_{10}, tenendo conto che la corrente di placca è di 0,8 mA e che la tensione negativa per la griglia deve essere di 2 volt; essa risulta così essere di 2 : 0,0008 = 2500 ohm e per essa basterà 1/4 di watt.

Uguale procedimento si userà per calcolare R_6 ed R_1, è però necessario per queste due resistenze che le griglie delle rispettive valvole si trovino già, in assenza di segnale, allo stesso potenziale del catodo di V_3 verso massa, ossia tali griglie sono a +2 volt verso massa.

E' dunque necessario che R_1 e R_6 siano calcolate in modo da dare una caduta di tensione pari a quella prescritta per le rispettive griglie più 2 volt.

Per la 2A7, la tensione prescritta è —3 volt, considerando la esistente tensione positiva di 2 volt è dunque necessario che la resistenza R_1 dia una caduta complessiva di 5 volt.

La corrente che passa per il catodo di tale valvola è composta da 3,5 mA di placca, 2,2 mA di schermo e 3 mA di griglia anodica, in tutto cioè 8,7 mA.

Il valore della resistenza sarà dunque:

$$R = \frac{5}{0{,}0087} \text{ ossia 580 ohm}$$

Così, per la valvola 78, la corrente che attraversa il catodo è di 7 + 1,7 = 8,7 mA, la tensione di polarizzazione della griglia è egualmente di —3 volt quindi il valore di resistenza di R_6 coincide con quello di R_1 ed è di 580 ohm.

Ora che si sono calcolate le resistenze di polarizzazione, veniamo al **partitore** di tensione costituito dalle serie di resistenza R_5, R_4, R_3.

L'intensità massima che percorre tale partitore (o più precisamente R_5) è data dalla somma delle intensità delle griglie schermo di V_1 e di V_2 nonchè dalla intensità di griglia anodica di V_1.

Abbiamo dunque I = 2,2 + 3 + 1,7 = 6,9 mA a tale valore va aggiunto quello della intensità che attraversa il partitore indipendentemente dalle valvole essendo esso costituito da una catena di resistenze collegate fra il + e il — dell'alimentazione.

Posto che si voglia assegnare complessivamente al partitore una resistenza totale di 100.000 ohm, tale corrente viene ad essere di 2,5 mA per cui la totale viene ad ascendere a 6,9 + 2,5 = 9,4 mA.

Volendo dare alla griglia anodica la tensione di +120 volt, ciò vorrà dire che in R_5 devono cadere 250—120 = 130 volt.

Il valore di resistenza di R_5 verrà allora ad essere:

$$\frac{130}{0{,}0094} = 13800 \text{ ohm}$$

Per R_4 va tenuto conto che l'intensità che scorre è diminuita (perchè si è già ramificata) di 3 mA ed è scesa così a 6,4 mA.

Dovendo le griglie schermo avere 100 volt, attraverso a R_4 dovranno cadere 120—100 = 20 volt.

Il valore di R_4 sarà allora:

$$\frac{20}{0{,}0064} = 3100 \text{ ohm circa}$$

Infine il valore della terza resistenza (R_3) si avrà per differenza:

R_3 = 100.000—(13800 + 3100) = 83100

Le rispettive potenze dissipate si calcoleranno moltiplicando i valori di resistenza per quelli al quadrato delle intensità che le percorrono.

*

RADIO MINIME — *Negli Stati uniti sono stati costruiti e recentemente messi in commercio nuovi piccoli radioricevitori delle dimensioni di una piccola macchina fotografica.*

Tali apparecchi, che possono essere portati a tracolla — informa la Radio Nazionale Italiana — sono eterodine a quattro valvole, le cui dimensioni di ingombro sono ridotte a 22 centimetri, 13,5 centimetri e 10,5 centimetri e l'aereo a telaio è cucito internamente al cuoio della bretella.

TELEVISIONE — *L'industria radiotecnica germanica — informa la Radio Nazionale Italiana — ha costruito e messo in vendita dei tipi di televisori popolari a prezzi modici per intensificare la diffusione della televisione fra il popolo, analogamente a quanto è stato fatto per la radiodiffusione.*

La responsabilità tecnico scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione Lire Una in francobolli

S. A. ED. «IL ROSTRO»
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile
TIPEZ - Viale G. da Cermenate 56 - Milano

LE NOSTRE EDIZIONI TECNICHE

N.B. - I prezzi dei volumi sono comprensivi dell'aumento del 5 % come da Deter. del Min. delle Corp. 25-2-XVIII

A. Aprile: **Le resistenze ohmiche in radiotecnica** . L. 8,40
C. Favilla: **Messa a punto dei radioricevitori** . . . L. 10,50
J. Bossi: **Le valvole termoioniche** (2ª edizione) . . . L. 13,15
N. Callegari: **Le valvole riceventi** . . . . L. 15,75

Tutte le valvole, dalle più vecchie alle più recenti, tanto di tipo americano che europeo, sono ampiamente trattate in quest'opera (Valvole Metalliche - Serie « G » - Serie « WE » - Valvole rosse - Nuova serie Acciaio)

(Questi due ultimi volumi formano la più interessante e completa rassegna sulle valvole che sia stata pubblicata).

Dott Ing. G. MANNINO PATANÈ:

CIRCUITI ELETTRICI

METODI DI CALCOLO E DI RAPPRESENTAZIONE DELLE GRANDEZZE ELETTRICHE IN REGIME SINUSOIDALE

L. 21

Dott. Ing. M. DELLA ROCCA

LA PIEZO-ELETTRICITA'

CHE COSA È - LE SUE REALIZZAZIONI - LE SUE APPLICAZIONI

E' un'opera vasta e documentata, che mette alla portata di tutti la piezo-elettricità, partendo dalla definizione sino alle applicazioni note ed accettate in tutto il mondo. L. 21

N. CALLEGARI:

ONDE CORTE ED ULTRACORTE

Tale volume può giustamente considerarsi l'unico del genere pubblicato in Italia, indispensabile a coloro che si occupano di *onde corte* ed *ultracorte*. Contiene:

prima parte 22 paragrafi:
la teoria dei circuiti oscillanti, degli aerei, dei cristalli piezoelettrici, degli oscillatori Magnetron e Barkausen-Kurz, nonchè la teoria delle misure

seconda parte 12 paragrafi:
la descrizione di quattordici trasmettitori da 1 a 120 watt per O.C. e U.C. portatili e fissi.

terza parte 17 paragrafi:
la descrizione di nove ricevitori, di tre ricetrasmettitori e di speciali sistemi di trasmissione. L. 25

Ing. Prof. GIUSEPPE DILDA:

RADIOTECNICA

ELEMENTI PROPEDEUTICI - Vol. I° - (seconda edizione riveduta ed ampliata)

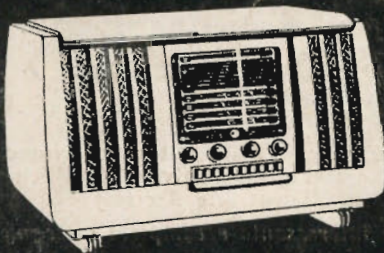
L'autore, ordinario di Radiotecnica nel R. Ist. Tec. Industriale di Torino ed insegnante di « Radioricevitori » nel corso di perfezionamento del Politecnico di Torino, pur penetrando con profondità e precisione nello studio della materia, ha raggiunto lo scopo di volgarizzarla in maniera facile, chiara e comprensibile.

Nei nove capitoli che formano il volume, dopo un'introduzione generale preparatoria, sono studiati i tubi elettronici, i circuiti oscillatori semplici, accoppiati ed a costanti distribuite, l'elettroacustica ed i trasduttori elettroacustci.

Questo primo volume sarà seguito da un secondo dedicato alle radiocomunicazioni ed ai radioapparati.

320 pagine con 190 illustrazioni, legato in tutta tela e oro L. 36

Richiederli alla nostra Amministrazione - Milano - Via Senato, 24 od alle principali Librerie

Sconto del 10 % per gli abbonati alla Rivista

SUPERETERODINA
7 VALVOLE

6 CAMPI D'ONDA

(m. 12 ÷ 18,5; 18 ÷ 26,5; 26 ÷ 37; 37 ÷ 54; kHz 515÷7560; 150÷400). Le onde corte anche di stazioni lontane possono essere udite con stabilità e purezza come dalle stazioni locali. Sintonia silenziosa automatica a bottoni di 10 stazioni prescelte. Indicatore di sintonia. Speciale dispositivo per la variazione di selettività e sensibilità. Regolatore di tono speciale. C. A. V. Potenza 7 W. Prese per fonografo, altoparlante sussidiario e cuffia.

Prezzo . . . . L. **3400**
Radiofonografo completo L. **4600**

Tasse comprese, escluso abbonamento EIAR

VENDITA ANCHE A RATE

La UNDA costruisce anche altri apparecchi di minor prezzo a 5 valvole e per la ricezione da uno a cinque campi d'onda

*alfa

il non plus ultra!

UNDA RADIO

DOBBIACO - MILANO

UNDA **TH. MOHWINCKEL**
Quadronno, 9 **MILANO**

rivenditori

intensificate la vendita delle valvole termoioniche

Andiamo incontro alla stagione in cui, anche chi possiede un vecchio radioricevitore, non intende cambiarlo.
Visitate questi radioamatori **e ridate piena efficienza ai loro apparecchi** con la semplice sostituzione di qualche valvola.

rivenditori

intensificate la vendita delle valvole termoioniche

Ripristinando le doti di sensibilità, qualità e potenza dei vecchi radioricevitori, farete opera di radio-propaganda nell'interesse vostro e della Nazione.

Fabbrica Italiana Valvole Radio Elettriche
Agenzia esclusiva:
COMPAGNIA GENERALE RADIOFONICA S. A.
Milano piazza Bertarelli 1 tel. 81-808